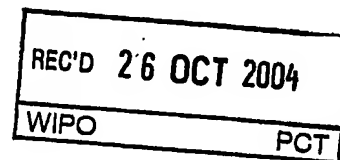


证 明

本证明之附件是向本局提交的下列专利申请副本



申 请 日: 2003.08.05

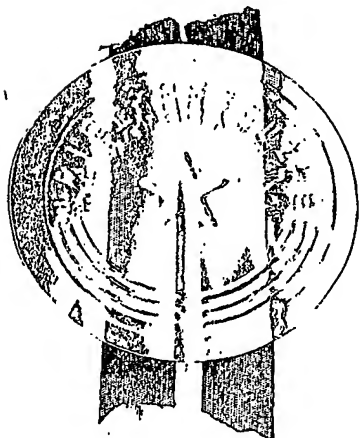
申 请 号: 03149766.7

申 请 类 别: 发明

发明创造名称: 时隙C D M A 系统干扰功率测量方法

申 请 人: 大唐移动通信设备有限公司

发明人或设计人: 王映民、康绍莉、胡金铃



PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

中华人民共和国
国家知识产权局局长

王 景 川

2004 年 8 月 25 日

权 利 要 求 书

1. 一种时隙 CDMA 系统干扰功率测量方法, 包括: A. 利用信道估计码对输入的接收信号进行信道估计, 得到原始信道响应估计结果 h_i , $i=1, \dots, P$, P 是信道估计的总窗长, 其特征在于还包括:

5 B. 给出抽头数门限值 W_1 , 从原始信道响应估计结果 h_i 中按照抽头数门限值 W_1 取出功率较弱的 W_1 个抽头的信道响应的估计结果作为干扰功率的粗估计结果;

C. 利用干扰功率粗估计结果和给定的信噪比门限, 采用信噪比门限后处理方法对原始信道响应估计结果进行门限处理, 得到干扰功率的精确测量结果。

10 2. 根据权利要求 1 所述的时隙 CDMA 系统干扰功率测量方法, 其特征在于: 所述的抽头数门限值 W_1 , 小于实际可以得到的干扰响应抽头的数量。

3. 根据权利要求 2 所述的时隙 CDMA 系统干扰功率测量方法, 其特征在于: 所述抽头数门限值 W_1 的取值范围为 50 至 90。

15 4. 根据权利要求 3 所述的时隙 CDMA 系统干扰功率测量方法, 其特征在于: 所述的抽头数门限值 W_1 取为 80。

5. 根据权利要求 1 所述的时隙 CDMA 系统干扰功率测量方法, 其特征在于: 所述的步骤 B 利用公式 $\sigma_{n1}^2 = \frac{P}{D \cdot W_1} \sum_{i=1}^P |h_i|^2$ 计算得到干扰功率的粗估计结果 σ_{n1}^2 , h_i 是 W_1 个抽头的信道响应估计结果, D 是对应信道估计码的噪声恶化因子。

20 6. 根据权利要求 1 所述的时隙 CDMA 系统干扰功率测量方法, 其特征在于: 所述步骤 C 的采用信噪比门限后处理方法对原始信道响应估计结果进行门限处理进一步包括:

C1. 根据给定的信噪比门限 ε_{CHE} 、补偿值 β 和干扰功率粗估计结果 σ_{n1}^2 , 按照公式 $\Gamma_{CHE} = \frac{\sigma_{n1}^2 \varepsilon_{CHE}}{P\beta}$ 获得补偿后的干扰功率门限值 Γ_{CHE} ;

25 C2. 从原始信道响应估计结果中取出小于干扰功率门限值 Γ_{CHE} 的 W_2 个抽头的信道响应估计结果作为信噪比门限后处理的干扰响应结果 h_i^* ;

C3. 利用公式 $\sigma_n^2 = \frac{P}{D \cdot W_2} \sum_{l=1}^P |h_l^n|^2$ 获得干扰功率的精确测量值, D 是对应信道估计码的噪声恶化因子。

7. 根据权利要求 6 所述的时隙 CDMA 系统干扰功率测量方法, 其特征在于: 所述信噪比门限 ε_{CHE} 的取值范围为 3 至 5, 所述的补偿值 β 是针对偏小的干扰功率粗估计结果给出的, 取值范围为 0.30 至 0.60。

8. 根据权利要求 7 所述的时隙 CDMA 系统干扰功率测量方法, 其特征在于: 所述的信噪比门限 ε_{CHE} 取为 4, 所述的补偿值 β 取为 0.41。

说明书

时隙 CDMA 系统干扰功率测量方法

技术领域

本发明涉及移动通信技术领域，是一种时隙码分多址（CDMA）系统干扰信号功率的测量方法。

背景技术

在 3GPP TDD（第三代国际标准化组织 时分双工）系统中，接收机利用信道估计码（中间码：midamble Code）和通过信道估计窗对信道估计码的响应来测量干扰信号功率（ISCP: Interference Signal Code Power）。在信道估计窗的响应结果中，包括有信号响应分量的抽头和没有信号响应分量的抽头，其中没有信号响应分量的抽头代表了对干扰的响应，称作干扰响应抽头，对这些干扰响应抽头进行测量统计，就可以得到干扰信号的功率（或称为干扰信号功率）。

在实际应用中，通常采用两种方法来得到干扰响应及干扰信号功率：

第一种方法是利用空闲信道估计窗进行干扰功率测量的方法。在信道估计中，由基本中间码（midamble 码）移位得到的每一个信道估计码，与每一个信道估计窗一一对应。信道估计窗的总窗长 P 保持不变（如 P=128）。当在某个时隙中有一个或多个信道估计码没有发送信号时，它所对应的信道估计窗被称为空闲信道估计窗。在原始的信道响应结果中，空闲信道估计窗对应的就是干扰信号的响应。利用这些空闲信道估计窗的响应就可以进行干扰功率 σ_n^2 的测量：

$$\sigma_n^2 = \frac{P}{D \cdot W} \frac{1}{\left(\begin{smallmatrix} \# \text{ of all } k_m \\ \text{not used} \end{smallmatrix} \right)} \sum_{\substack{\text{all } k_m \\ \text{not used}}} \sum_{i=0}^{W-1} |h_i^{(k_m)}|^2 \quad (1)$$

式中 W 表示一个信道估计窗的窗长，先利用信道估计结果 $\hat{h}_i^{(k_m)}$ 求出第 k_m 个窗口的总功率 (W 个抽头功率相加)，再求出所有空闲信道估计窗总功率 (各个空闲信道估计窗窗口总功率相加)， k_m 表示不同空闲窗 (all k_m not used)，再通过乘以 P 和除以 D 、 W 及所有的空闲信道估计窗个数 (# of all k_m not used) 求平均，得到的所有空闲信道估计窗、所有抽头的平均值即是干扰功率。 D 是对应基本 midamble 码的噪声恶化因子，大于 1，可由下式求出：

$$D = \sum_{l=1}^P \left| \frac{1}{\sum_{i=1}^P \hat{m}_i e^{-j2\pi d i / P}} \right|^2 > 1 \quad (2)$$

利用公式 (1)、(2) 的方法进行干扰功率估计具有性能较好的优点，但其使用前提是必须要有空闲信道估计窗而且要知道空闲信道估计窗位置。空闲信道估计窗往往是存在的，然而知道空闲信道估计窗位置则存在问题：

对于上行链路来说，由于信道估计窗的分配由基站给出，基站可以知道空闲信道估计窗的确切位置，所以这种方法对于上行链路的干扰功率估计是有其优势的；

但是对于下行链路来说，用户终端知道空闲信道估计窗位置的方法可以有以下三种：

1) 在每个时隙规定一个特殊的信道估计窗，并使它一直处于空闲状态，或在一定帧周期位置上处于空闲状态；

2) 通过基站广播或通过信令方式将空闲信道估计窗的信息传送给用户终端；

3) 对于工作时隙，也可规定本用户的信道估计窗在确定的帧内处于空闲状态。

上述的下行链路获得空闲信道估计窗的方法都给系统带来了一定的资源浪费、实现复杂性及其即时性问题。从目前的情况来看，已有的移动通信标准不

可能支持用户终端得到空闲信道估计窗信息，因此，对于用户终端应用来说，不能采用空闲信道估计窗的方法进行干扰功率的测量。

第二种方法是利用信噪比门限后处理的方法进行干扰功率测量。对信道响应的估计结果按照信噪比门限进行门限处理，可以分离出信号的响应和干扰的响应。信噪比门限后处理的具体方法是：判断原始信道估计结果中每个抽头的信噪比是否高于特定门限，如果高于特定门限则将此抽头上的信道估计值视为信号的响应；如果低于该特定门限，则将此抽头上的信道估计值视为干扰信号的响应。设定该特定的信噪比门限 ε_{CHE} ，作为门限参考的干扰功率为 σ_n^2 时，对应的功率门限为：

$$\Gamma_{CHE} = \sigma_n^2 \varepsilon_{CHE} / P \quad (3)$$

经过后处理的干扰响应为：

$$\underline{h}_i'' = \begin{cases} \underline{h}_i & \|\underline{h}_i\|^2 < \Gamma_{CHE}, i=1 \dots P. \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (4)$$

上式表示信道响应小于干扰功率门限的保留，其它的丢弃（为零）。设经过后处理之后，干扰信号响应的抽头数为 W_n ，干扰功率 σ_n^2 可由下式计算：

$$\sigma_n^2 = \frac{P}{D \cdot W_n} \sum_{i=1}^P |\underline{h}_i''|^2 \quad (5)$$

式中 D 为对应基本 midamble 码的噪声恶化因子，仍用式（2）计算。

这种方法进行干扰功率估计的性能较好，但其使用的前提是必须有一个预先做为门限参考的干扰功率，即公式（3）中的 σ_n^2 ，而公式（5）所求的也正是这个干扰功率 σ_n^2 。在没有这个先验值或这个先验值误差较大时，按这个方法进行干扰功率估计就没有意义。因而在实际测量干扰功率时，这种方法是不能够单独使用的，除非与空闲信道估计窗的方法相配合，可以在某些没有空闲信道估计窗的时间使用。

综上所述，在 3GPP TDD 系统中，目前已有的干扰信号码功率的测量方法对于下行链路终端接收应用难以满足要求。但是，系统正常工作要求终端用户能够测量下行链路工作时隙和非工作时隙的干扰信号码功率，因而必须

给出能够用于下行链路用户终端干扰信号功率测量的有效方法。

发明内容

本发明的目的是提出一种时隙码分多址系统干扰功率测量方法，能够应用于用户终端进行干扰信号功率测量，包括下行链路工作时隙和非工作时隙的干扰信号功率测量。

实现本发明目的的技术方案是这样的：一种时隙 CDMA 系统干扰功率测量方法，包括：A. 利用信道估计码对输入的接收信号进行信道估计，得到原始信道响应估计结果 h_i , $i=1, \dots, P$, P 是信道估计的总窗长，其特征在于还包括：

B. 给出抽头数门限值 W_1 ，从原始信道响应估计结果 h_i 中按照抽头数门限值 W_1 取出功率较弱的 W_1 个抽头的信道响应的估计结果作为干扰功率的粗估计结果；

C. 利用干扰功率粗估计结果和给定的信噪比门限，采用信噪比门限后处理方法对原始信道响应估计结果进行门限处理，得到干扰功率的精确测量结果。

本发明的干扰功率测量方法，主要包括两个步骤：先进行干扰功率的粗估计，再利用干扰功率的粗估计结果得到干扰功率的精确测量结果。由于在进行粗估计时是按给定抽头数量门限取出抽头，在利用信噪比门限处理方法进行精确估计时是按信噪比门限和获得的干扰功率的粗估计结果进行处理，不必知道空闲信道估计窗的位置，也不必依赖于作为门限参考的干扰功率先验值，经过两步处理，就可得到干扰功率的精确测量值。

在进行干扰功率的精确测量时，本发明还对干扰功率粗估计可能产生的误差进行了一定的补偿，按设定的信噪比门限得到经过补偿的功率门限，然后再利用该功率门限对原始信道的估计结果进行门限处理，得到干扰信号的响应，利用该干扰信号的响应估计出干扰信号功率。

本发明所提出的方法可以用于时隙码分多址移动通信系统进行干扰功率的测量。这种方法不需要知道空闲信道估计窗的位置，也不需要作为门限参考的干扰功率的先验值，在时隙码分多址移动通信系统的下行链路可以可靠地测量

干扰信号功率，所以，本发明所给出的方法尤其适用于时隙 CDMA 系统下行链路的干扰功率测量，当然，究其方法本身，也可以用于时隙 CDMA 系统上行链路的干扰功率测量。

附图说明

5 图 1 是本发明干扰码信号功率测量方法的流程框图。

具体实施方式

本发明针对时隙码分多址移动通信系统尤其是在用户终端的应用，提出了一种时隙码分多址移动通信系统干扰功率测量方法。实施例针对方法在 3GPP TDD 系统用户终端上的具体应用，进一步说明干扰功率测量方法。

10 参见图 1，图中示出本发明干扰信号功率测量方法，体现出完成本发明方法的从粗估计到精确估计的执行过程。

步骤 11，利用信道估计码对输入的接收信号进行信道估计，得到本小区所有用户的信道响应结果，即原始信道的估计结果 h_i ；

15 步骤 12，对原始信道估计结果 h_i 按照设定的抽头数门限值 W_1 进行处理，给出干扰信号功率的粗估计结果。

利用干扰响应的 W_1 个抽头进行干扰功率的粗估计，具体处理是：从整个原始信道估计的结果 h_i 中按照设定的抽头数门限值 W_1 取出功率较弱的 W_1 个抽头，保留它们的信道估计结果 h_i 作为干扰信号功率粗估计的干扰响应结果 h'_i ，其余抽头丢弃。表示成公式 (6)：

$$20 \quad h'_i = \begin{cases} h_i & \text{功率较小的 } W_1 \text{ 个抽头} \\ 0 & \text{else} \end{cases}, i=1 \dots P. \quad (6)$$

其中抽头数量门限值 W_1 应该小于实际可以得到的干扰响应抽头的数量。也可以根据信道环境和系统配置预先给定抽头数量门限值 W_1 。抽头数量门限值 W_1 的取值范围可为 50 至 90，本实施例选定抽头数量门限值 W_1 为 80。

再利用干扰响应结果 h'_i 获得干扰功率的粗估计结果 σ_m^2 ，表示成公式 (7)：

$$\sigma_{n1}^2 = \frac{P}{D \cdot W_1} \sum_{l=1}^P |h'_l|^2 \quad (7)$$

公式 (7) 同公式 (5)，只是将抽头数 W_n 换成了 W_1 ，将 σ_n^2 换成了 σ_{n1}^2 。式中，对 3GPP TDD 系统，信道估计码的周期（总窗长） $P=128$ 。

步骤 13，利用干扰功率粗估计的值 σ_{n1}^2 和设定的信噪比门限值 ε_{CHE} ，对原始
5 信道估计结果 h_i 按照信噪比门限 ε_{CHE} 进行处理，得到干扰功率的精确测量结果。
本步骤采用信噪比门限方法，所以需要设定信噪比门限 ε_{CHE} ，并需要给出一个
干扰功率的门限参考值。由于利用第一步粗估计得到的干扰功率往往小于实际的
干扰功率，而且其误差会随环境和系统工作状态变化。因而通过本步骤对其
可能产生的误差进行一定的补偿，以保证按信噪比门限处理后能够包含干扰功
10 率的主要分量。本发明以功率粗估计 σ_{n1}^2 经过补偿后的值为干扰功率的门限参考
值，再按给定信噪比门限 ε_{CHE} 作信噪比门限处理后得到干扰功率的精确测量结
果。

由于步骤 12 得到的是利用噪声响应的抽头进行干扰功率的粗估计结果，需
要对其可能产生的误差进行一定的补偿，补偿后的功率门限值应该取为：

$$\Gamma_{CHE} = \frac{\sigma_{n1}^2 \varepsilon_{CHE}}{P\beta} \quad (8)$$

其中，设定的信噪比门限 ε_{CHE} 的取值范围可为 3 至 5，本实施例取为 $\varepsilon_{CHE}=4$ ；
 β 是考虑干扰功率粗估计可能偏小而给出的补偿值，其取值范围可为 0.30 至
0.60，本实施例取为 $\beta=0.41$ 。

利用上述得到的补偿后的干扰功率门限 Γ_{CHE} ，经过信噪比门限处理得到的
20 干扰响应 \hat{h}_i'' 为：

$$\hat{h}_i'' = \begin{cases} \hat{h}_i ; & \|\hat{h}_i\|^2 < \Gamma_{CHE}, i=1 \dots P. \\ 0; & \text{else} \end{cases} \quad (9)$$

公式(9)同公式(4)，将信道响应小于干扰功率门限 Γ_{CHE} 的保留，其它的丢弃(为零)。只是经过信噪比门限处理后，对应干扰响应 h_i 的抽头数为 W_2 ，干扰功率可由下式计算：

$$\sigma_n^2 = \frac{P}{D \cdot W_2} \sum_{l=1}^P |h_l^n|^2 \quad (10)$$

5 公式(10)与公式(5)一致。这样，经过两步处理，我们就得到了干扰功率 σ_n^2 的精确测量值。

本发明的干扰功率测量方法，针对时隙码分多址移动通信系统尤其是在下行链路接收设备中的应用而作出，可以在没有空闲信道估计窗信息的情况下，对时隙码分多址移动通信系统的干扰功率进行可靠准确的测量。

说明书附图

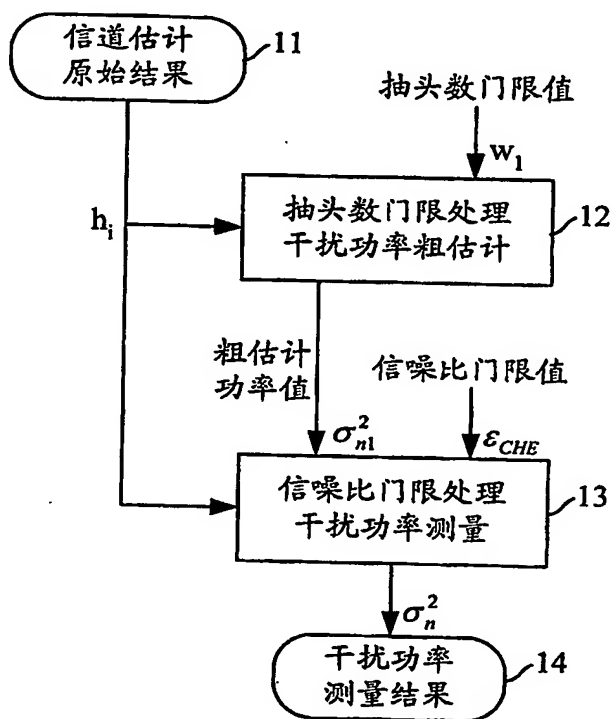


图 1